

51

Int. Cl. 2:

**H01 P 1/165**

19 **BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND**



**DT 25 21 956 A 1**

11

# **Offenlegungsschrift 25 21 956**

21

Aktenzeichen: P 25 21 956.1-35

22

Anmeldetag: 16. 5. 75

43

Offenlegungstag: 18. 11. 76

31

Unionspriorität:

32 33 31 —

52

**Bezeichnung: Polarisationsweiche**

71

**Anmelder: Siemens AG, 1000 Berlin und 8000 München**

72

**Erfinder: Schuegraf, Eberhard, Dipl.-Ing., 8000 München**

56

Prüfungsantrag gem. § 28 b PatG ist gestellt

Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DT-OS 20 55 443

CH 4 93 970

GB 11 32 533

US 29 54 558

US 31 50 233

US 32 59 899

US 37 58 880

SIEMENS AKTIENGESellschaft  
Berlin und München

2521956  
8 München 2, 16. MAI 1975  
Wittelsbacherplatz 2

VPA 75 P 6563 BRD

### Polarisationsweiche

Die Erfindung bezieht sich auf eine Polarisationsweiche für Einrichtungen der Höchsthfrequenztechnik, insbesondere für Antennenspeisesysteme, z. B. im Richt- und Satellitenfunk mit Hohlleiterabschnitten rechteckigen und/oder runden Querschnitts.

Für die Übertragung elektromagnetischer Energie werden vor allem bei Verwendung von Dezimeter- und Zentimeterwellen Hohlleitungen verwendet. In einer Hohlleitung sind unter Zugrundelegung ausreichender Querschnittsabmessungen eine Vielzahl von Wellentypen möglich, in denen sich die Energie im Hohlleiter ausbreiten kann. Als besonders vorteilhaft hat sich die Energieübertragung in der  $H_{11}$ -Wellenform im Rundhohlleiter bzw.  $H_{10}$ -Wellenform im Rechteckhohlleiter erwiesen; das sind die magnetischen Grundwellenformen, bei denen die elektrischen Feldlinien zwischen gegenüberliegenden Punkten in der Hohlleitung verlaufen und deren magnetische Feldlinien in Form von geschlossenen Ringen die elektrischen Feldlinien umschließen. Zur Anregung von Wellen der genannten Wellenform wird oft ein einzelner Kopplungsstift verwendet, der in die Hohlleitung seitlich eingeführt ist. Vor allem bei der Verwendung einer derartigen Kopplungsvorrichtung in einer Polarisationsweiche zeigt sich jedoch, daß nur in einem relativ schmalen Frequenzbereich, der durch die Hohlleiter-Innenabmessungen bestimmt ist, lediglich die  $H_{11}$ -Welle bzw.  $H_{10}$ -Welle ausbreitungsfähig ist. Nur dieser schmale Frequenzbereich kommt mit weiteren Einschränkungen (wegen der notwendigen Respektabstände nach unten hin zur Grundwellengrenzfrequenz und nach oben zur Grenzfrequenz des ersten Störwellentyps ( $E_{01}$ )) für die praktische Nutzung in Frage. Dieser eingeeengte, bezüglich unerwünschter Störwellentypen eindeutige Frequenzbereich ist jedoch in vielen

VPA 9/643/4002

809847/0583

Anwendungsfällen zu schmal.

Der breitbandigen Polarisationsweiche kommt eine besondere Bedeutung z. B. im Satellitenfunk zu, wenn die verfügbaren Sende- und Empfangsfrequenzbänder mit Doppelpolarisation belegt sind und so zweifach genutzt werden. Ein adäquates Antennenspeisesystem muß dann eine Polarisationsweiche enthalten, deren beide Durchgangswege im Sende- und im Empfangsfrequenzband reflexionsarm und in Phasengleichlauf sein sollen. Die hierbei geforderten Eindeutigkeitsbereiche (z. B. im 4/6 GHz Satellitenfunk  $f_o/f_u = 1,74$ ) sind mit der erwähnten Stifteinkopplung keinesfalls zu beherrschen.

In einer Polarisationsweiche herkömmlicher Bauart, die an einem Arm aus einem trichterförmigen Übergang von einem Rechteckhohlleiter auf einen Rundhohlleiter und am zweiten Arm aus einem rechtwinklig in den Rundhohlleiter einmündenden Rechteckhohlleiter besteht, wird zwar durch den trichterförmigen Übergang bei symmetrischem Aufbau keine  $E_{01}$ -Störwelle angeregt, dagegen regt aber der seitlich angesetzte Rechteckhohlleiter wegen der unsymmetrischen Feldverteilung in der oberen und unteren Rundhohlleiterhälfte ein  $E_{01}$ -Feld an, das vor allem in nächster Nähe der  $E_{01}$ -Grenzfrequenz einen erheblichen  $E_{01}$ -Störwellenanteil zur Folge hat, der bis zu 10 % der  $H_{11}$ -Nutzwellenenergie betragen kann. Der Eindeutigkeitsbereich des seitlichen Hohlleiterarmes ist daher im äußersten Fall auf den relativen Frequenzbereich  $\lambda_{KH_{11}}/\lambda_{KE_{01}} = 1,30$  des Rundhohlleiters beschränkt. Dieses maximale Frequenzband ist in der Praxis wegen der geforderten Breitbandanpassung (Abstand der  $H_{11}$ -Grenzfrequenz zur tiefsten Betriebsfrequenz mindestens 10 %) und der geforderten Freiheit von  $E_{01}$ -Anregung (Abstand der  $E_{01}$ -Grenzfrequenz von der höchsten Betriebsfrequenz mindestens 5 %) weiter eingeengt. Da der maximale Eindeutigkeitsbereich dabei kleiner ist als der Nutzfrequenzbereich, für den eine Polarisationsweiche mit den vorstehend genannten Forderungen vorgesehen ist, ist auch eine derartige Polarisationsweiche für die erfindungsgemäße Verwendung ungeeignet.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Lösung für eine Polarisationsweiche anzugeben, deren beide Durchgangswege bei allen Frequenzen zweier relativ weit voneinander entfernten Nutzfrequenzbereiche stets elektrisch gleich lang sind und die neben der Symmetrie in diesen beiden Frequenzbereichen auch gute Breitbandanpassung, Dämpfungsarmut sowie eine hohe Polarisationsentkopplung aufweist. Ferner soll es mit geringem Aufwand möglich sein, die Polarisationsweiche so zu erweitern, daß sie z. B. in Satelliten-Funksystemen auch die Funktion des zum Peilen notwendigen Modenkopplers erfüllt.

Diese Aufgabe wird gemäß der Erfindung mit einer Polarisationsweiche gelöst, bestehend aus einer fünfarmigen Verzweigung (Orthogonalpolarisator) mit einem in der Längsachse der Anordnung liegenden Arm zum Anschluß eines weiterführenden Hohlleiters runden oder quadratischen Querschnitts und vier gleichartig ausgebildeten Teilarmen rechteckigen Querschnitts mit einem Seitenverhältnis  $b : a$  wenigstens annähernd  $1 : 2$ , die um jeweils  $90^\circ$  gegeneinander gedreht angeordnet sind und unter jeweils gleichem Winkel gegenüber der Längsachse der Anordnung, in entgegengesetzter Richtung zum ersten Arm, verlaufen und von denen die beiden einander jeweils gegenüberliegenden Teilarme über untereinander gleiche gerade Rechteckhohlleiterstücke einerseits und über untereinander gleiche, über die Schmalseite geknickte Hohlleiterkrümmer gleicher elektrischer Länge wie die geraden Rechteckhohlleiterstücke andererseits, mit den Teilarmen jeweils einer von zwei gleichartig ausgebildeten Serienverzweigungen verbunden sind.

In vorteilhafter Weiterbildung des Erfindungsgegenstandes ist vorgesehen, daß im Orthogonalpolarisator im Schnittbereich der Teilarme in jeweils diagonaler Lage zueinander Trennbleche angeordnet sind, die eine Anhebung der  $E_{21}$ -Störwellenresonanz über den oberen Nutzfrequenzbereich hinaus bewirken, daß die rechteckigen Teilhohlleiter (Arme) des Orthogonalpolarisators als Steghohlleiter mit verbreitertem Eindeutigkeitsbereich

ausgebildet sind, daß die Hohlleiterkrümmen extrem reflexionsarm, z. B. stufenförmig, ausgebildet sind, daß die Breitseiten des Hohlleiterkrümmers gegenüber den Breitseiten des korrespondierenden geraden Rechteckhohlleiterstückes mit definiertem Maß geringfügig vergrößert sind, daß die Teilarme der Serienverzweigungen mit halbiertem Seitenverhältnis aus mehrstufigen, hintereinander geschalteten und teilweise ineinandergeschobenen Transformatoren bestehen, daß jede der beiden Serienverzweigungen eine im Verzweigungsbereich angeordnete, in der Längsachse der Anordnung liegende kapazitive Sonde enthält, daß an der Innenseite der äußeren Wandung der Teilarme der fünfarmigen Verzweigung in der Näher der gemeinsamen Querschnittsebene jeweils eine in Längsrichtung justierbare runde Metallscheibe mit einem Durchmesser  $D \approx \frac{\lambda H}{2}$  angeordnet ist, und daß ferner im Knotenpunkt der Teilarme der fünfarmigen Verzweigung ein Metallzylinder axial angeordnet ist, der eine Innenbohrung für eine kapazitive Längssonde oder/und andere wellentypenselektive Koppelinrichtungen für anderweitig nutzbare höhere Wellentypen aufweist und ein sich dem Arm des fünfarmigen Verzweigers anschließender Rundhohlleiter mit einem koaxialen Innenleiter versehen ist, dessen Innenraum ebensolche Koppelinrichtungen enthält wie der Metallzylinder.

Nachstehend wird die Erfindung anhand der in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigen

- Fig. 1 eine Polarisationsweiche
- Fig. 2 bis 4 Skizzen zur Entstehung der fünfarmigen Verzweigung als Teil der Polarisationsweiche,
- Fig. 5 und 6 Teildarstellungen der fünfarmigen Verzweigung und einer Serienverzweigung,
- Fig. 7 eine Hohlleiterserienverzweigung,
- Fig. 8 einen vierstufigen Hohlleiterkrümmer,
- Fig. 9 einen Hohlleiterknick mit einer Abflachung des Hohlleiterkrümmers nach Fig. 8,
- Fig. 10 einen Längsschnitt der fünfarmigen Verzweigung,
- Fig. 11 einen Rechteckhohlleiter in der Mündungsebene der vier Rechteckhohlleiter der fünfarmigen Verzweigung,

- Fig. 12        einen Rechteckhohlleiter gemäß Fig. 11 mit  
einer eingesetzten Metallscheibe,  
Fig. 13        die fünfarmige Verzweigung mit einer Längs-  
sonde zur  $E_{01}$ -Auskopplung und  
Fig. 14        die fünfarmige Verzweigung mit einem Rundhohl-  
leiter mit koaxialem Innenleiter am Weichen-  
ausgang.

Zur Veranschaulichung des Aufbaus der Polarisationsweiche gemäß Fig. 1 sind in den Fig. 2 bis 4 einige Entwicklungsstufen der symmetrischen fünfarmigen Verzweigung (Orthogonalpolarisator OP) als Teil der Polarisationsweiche dargestellt. Nach Fig. 2 wird dabei von einem quadratischen Hohlleiterquerschnitt ausgegangen, der von einem sehr dünnen Blech in einer horizontalen Ebene halbiert wird. Es entstehen so zwei Rechteckhohlleiter mit dem Normalseitenverhältnis  $b:a = 1:2$ . Von dieser Anordnung ist bekannt, daß sie für eine vertikal polarisierte  $H_{10}$ -Welle mit ihren Leitungswiderständen angepaßt und außerdem reaktanzfrei ist. Sie ist daher breitbandig reflexionsfrei. Diese Verzweigung bleibt auch dann noch sehr reflexionsarm, wenn der quadratische Hohlleiter durch einen leitungswellenwiderstandsgleichen Rundhohlleiter (bei gleicher Grenzfrequenz) ersetzt wird, weil sich die induktiven und kapazitiven Streureaktanzen an der Sprungstelle vom quadratischen zum runden Hohlleiter breitbandig weitgehend kompensieren.

Entsprechend Fig. 3 lassen sich die beiden Rechteckhohlleiter an der Stelle, an der das Trennblech beginnt, symmetrisch auseinanderknicken. Hierdurch entsteht an der Knickstelle eine induktive Reaktanz, die für einen Winkel von je  $35^\circ$  einen Reflexionsfaktor von  $r_E \approx 3\%$  ergibt, der durch eine entsprechende kleine Kapazität der Knickstelle breitbandig kompensierbar ist.

VPA 9/643/4002

Wird die einfache Serienverzweigung gemäß Fig. 3 ergänzt durch eine zweite, der ersten identischen Serienverzweigung, die bezüglich der Längsachse der Anordnung gegenüber der Ebene der ersten Serienverzweigung um  $90^\circ$  gedreht und in gleicher Lage auf der Längsachse wie die erste Verzweigung angebracht ist, so gelangt man zu der in Fig. 4 dargestellten fünfarmigen Verzweigung mit den Teilarmen 1, 2, 3 und 4. Für die einander gegenüberliegenden Rechteckhohlleiterpaare 1+2 und 3+4 ist diese Verzweigung völlig symmetrisch. Man kann sich diese Verzweigung dadurch hergestellt denken, daß in einem Quader unter einheitlichem Winkel gegen seine Mittelachse vier gleiche rechteckige Durchbrüche eingebracht werden, die gegeneinander in bezug auf die Symmetrieachse der Anordnung (identisch mit der Achse des Ausgangshohlleiters) um  $90^\circ$  gedreht sind.

Wegen der gegenseitigen Durchdringung der Rechteckhohlleiter erhalten diese im Knotenpunkt an beiden Seitenwänden Öffnungen, die zu einer Streuung magnetischer Felder führen, entsprechend einer induktiven Reaktanz. Da diese Reaktanz bei allen vier Rechteckhohlleitern in gleicher Weise auftritt, lassen sich diese vier Induktivitäten durch eine symmetrische Kapazität breitbandig kompensieren. Diese Kompensation kann z. B. so realisiert werden, daß in die Spitze der im Zentrum der Verzweigung entstehenden Pyramide eine Schraube eingedreht wird, deren Kopf scheibenförmig oder zylindrisch ist, so daß Ort und Größe der Kapazität genau eingestellt werden können.

Die vier Rechteckhohlleiter (Teilarme 1 bis 4) der fünfarmigen Verzweigung sind paarweise, d. h. jeweils die gegenüberliegenden Teilarme 1, 2 bzw. 3, 4, über gerade Rechteckhohlleiterstücke 12, 13 einerseits und über untereinander gleiche, über die Schmalseite geknickte Hohlleiterkrümmer 14, 15

VPA 9/643/4002

609847/0583

gleicher elektrischer Länge wie die Rechteckhohlleiterstücke 12, 13 andererseits mit den Teilarmen 6,7 bzw. 9,10 jeweils einer von zwei gleichartig ausgebildeten Serienverzweigungen 8, 11 verbunden (vgl. Fig. 1). Die Verwendung der Hohlleiterkrümmer ermöglicht also einen konstruktiven Aufbau der Polarisationsweiche, der hinsichtlich der speisenden Rechteckhohlleiterzugänge frei von Durchdringungen ist. Durch die bezüglich der elektrischen Länge gleiche Bemessung der Hohlleiterkrümmer und der Rechteckhohlleiterstücke wird gewährleistet, daß für beide Durchgangswege der Polarisationsweiche Phasengleichlauf gegeben ist. Die Einhaltung der gleichen elektrischen Länge der geraden Rechteckhohlleiterstücke und der Hohlleiterkrümmer läßt sich durch eine unkomplizierte und meßtechnisch sehr genau kontrollierbare Angleichung sehr exakt einhalten.

Der Erläuterung der Speisung der vier Rechteckhohlleiter (Teilarme 1 bis 4) der fünfarmigen Verzweigung dienen die Fig. 5 und 6. Fig. 5 zeigt dabei eine Skizze der fünfarmigen Verzweigung bei gegenphasiger Speisung zweier sich gegenüberliegender Rechteckhohlleiterzugänge, z. B. der Teilarme 1 und 2 mit zwei Teilwellen gleicher Amplitude. Dabei wird im Rundhohlleiter 5 die  $H_{11}$ -Welle angeregt. Durch analoge Speisung des anderen Hohlleiterpaares mit den Teilarmen 3 und 4 wird im Rundhohlleiter bis zur Grenzfrequenz der  $E_{11}$ -Welle ( $\lambda_k E_{11} = 0,82 D = 0,48 \lambda_k H_{11}$ ) ausschließlich die zur ersteren senkrechte  $H_{11}$ -Polarisation angeregt, wobei die Entkopplung bei symmetrischer Verzweigung beliebig hoch ist. Die Erzeugung der gegenphasigen Teilwellen gleicher Amplitude erfolgt mit der Hohlleiterserienverzweigung nach Fig. 6. Diese Serienverzweigung, die der Serienverzweigung 8 oder 11 von Fig. 1 entspricht, ist im Knotenpunkt dann breitbandig angepaßt, wenn beide Teilhohlleiterhöhen  $b_T$  genau halb so groß sind wie die Höhe  $b$  des zu teilenden Eingangshohlleiters und die kleine induktive Reaktanz der Abwinklung kompensiert ist. Unterein-

VPA 9/643/4002

609847/0583



ander gleiche Höhe  $b_T$  beider Teilhohlleiter im Knotenpunkt ist zugleich die Bedingung für gleichgroße Teilwellen. Die Teilhohlleiter haben unmittelbar nach der Verzweigung ein Seitenverhältnis  $b_T/a = 1/4$ , das stetig oder gestuft reflexionsarm wieder auf den Wert bis  $1/2$  entsprechend dem Normalseitenverhältnis gebracht werden kann.

Die Gesamtreflexion eines Weichendurchgangs setzt sich zusammen aus den Teilreflexionen der Hohlleiterserienverzweigung, der Hohlleiterkrümmer und der fünfarmigen <sup>Verzweigung</sup> (Orthogonalpolarisator). Prinzipiell ist die Gesamtreflexion umso kleiner, je kleiner die Teilreflexionen der einzelnen Weichenelemente sind. Breitbandige Kompensationen der Teilreflexionen können umso leichter erreicht werden, je kürzer die einzelnen Elemente und die zwischen ihnen notwendigen Verbindungsleitungen sind. Im folgenden wird daher auf die Anpassung der einzelnen Weichenelemente, nämlich der Serienverzweigung des Rechteckhohlleiters, der Hohlleiterkrümmer und der fünfarmigen Verzweigung näher eingegangen.

Mit den Hohlleiterserienverzweigungen (vgl. Fig. 7) erfolgt eine reflexionsarme symmetrische Aufteilung eines an die Weiche anzuschließenden Rechteckhohlleiters mit Normalprofil  $b:a = 1:2$  in zwei ebensolche Rechteckhohlleiter, die am Ausgang achsenparallel sind. Die Verzweigung besteht aus der wellenwiderstandsrichtigen Teilung des ankommenden Rechteckhohlleiters mit  $b:a = 1:2$  in zwei Rechteckhohlleiter mit halbiertem Seitenverhältnis  $b_T:a = 1:4$ , aus einem E-Knick beider Teilhohlleiter um einen im Ausführungsbeispiel gewählten Winkel von  $19^\circ$ , ferner aus mehreren möglichst reflexionsarmen Wellenwiderstandstransformatoren von den Teilhohlleitern mit  $b_T:a = 1:4$  auf den Normalquerschnitt  $b:a = 1:2$  und aus zwei  $19^\circ$ -E-Krümmern der auf Normalquerschnitt transformierten Teilhohlleiter, die nunmehr entsprechend der Darstellung in Fig. 1 parallel zur

VPA 9/643/4002

609847/0583

Achse des zu teilenden Hohlleiters verlaufen. Der E-Knick und die beiden E-Krümmen lassen sich durch eine kleine Kapazität in der Form eines am entsprechenden Ort angebrachten Steges parallel zur Breitseite des Hohlleiters bzw. durch eine kleine Kapazität je einer am entsprechenden Ort wirkenden, kleinen Schraube kompensieren. Zur Rücktransformation der Teilhohlleiter mit den halbierten Seitenverhältnissen in solche mit den Normalseitenverhältnissen sind zwei Transformatoren mit je zwei Stufen hintereinandergeschaltet, wobei die Stufen dieser Transformatoren so bemessen sind, daß ihre beiden Anpassungsstellen im unteren der beiden vorgesehenen Nutzfrequenzbereiche (mittlere Wellenlänge  $\lambda_{H,u}$ ) minimale Reflexion ergeben. Die Anpassung im oberen Frequenzbereich wird dadurch gewonnen, daß in der Mitte dieses Bereichs (mittlere Wellenlänge  $\lambda_{H,ob}$ ) beide Transformatoren einen Abstand von  $d = 3/4\lambda_{H,ob}$  haben. Dies ist ihr kleinster möglicher Abstand, wenn vermieden werden soll, daß sich die Transformatoren überlappen. Eine wesentliche Verkürzung des gesamten Transformators wird erreicht, wenn der Abstand  $d$  der beiden Teiltransformatoren auf  $1/4\lambda_{H,ob}$  reduziert wird, wobei sich die beiden Teiltransformatoren um mehr als  $\lambda_{H,ob}/4$  überlappen. Der Transformationsvorgang wird durch diese Überlappung nicht beeinträchtigt, und es ist durch richtige Wahl des Abstands beider Teiltransformatoren zu  $d = \lambda_{H,ob}/4$  möglich, die obere Anpassungsstelle in gewünschter Weise in der Mitte des oberen Nutzfrequenzbereichs zu platzieren.

In den beiden Serienverzweigungen kann in vorteilhafter Weise jeweils im Verzweigungsbereich eine kapazitive Sonde angeordnet werden, die in der Längsachse der Anordnung liegt. Dadurch wird die Serienverzweigung zur entkoppelten Verzweigung erweitert. Je nach gegenseitiger Phasenlage der Speisung dieser beiden Sonden, wird im Ausgangshohlleiter des Orthogonalpolarisators die  $E_{01}$ - oder die  $H_{21}$ -Welle angeregt.

VPA 9/643/4002

609847/0583

In Fig. 8 ist ein über die Schmalseite geknickter Hohlleiterkrümmer 14, 15 (vgl. Fig. 1) dargestellt, dessen Reflexionseigenschaften von besonderer Bedeutung sind, da sie die Symmetrie der beiden Durchgangswege der Polarisationsweiche maßgebend mitbestimmen. Je näher nämlich die Reflexion der Hohlleiterkrümmer des einen Weichenkanals den reflexionsfreien geraden Hohlleiterabschnitten 12, 13 des anderen Kanals gebracht werden kann, umso besser ist eine der wesentlichen Voraussetzungen für die Symmetrie beider Weichenkanäle erfüllt. Überlegungen im Rahmen der Erfindung zum Aufbau der Weiche haben dabei ergeben, daß bei einem Krümmungswinkel um  $60^\circ$  für die Hohlleiterkrümmer ein sehr guter Ausgleich zwischen Weglänge eines Weichenkanals und der Größe des Krümmungswinkels zu finden ist. Die Hohlleiterkrümmer können umso kürzer gehalten werden, je schneller die Krümmung beim Fortschreiten in Längsrichtung erfolgt. Bei dem vierstufigen Hohlleiterkrümmer gemäß Fig. 8 wird der notwendige Krümmungswinkel von insgesamt circa  $60^\circ$  in fünf bei der Mittenfrequenz jeweils  $\lambda_H/4$  voneinander entfernte Teilknickte aufgeteilt, und zwar so, daß die Reflexionsfaktoren der einzelnen Knickstellen in fortlaufender Reihenfolge im Verhältnis 1:2:2:2:1 stehen und sich somit gegenseitig breitbandig kompensieren. Die für diese Reflexionsaufteilung erforderlichen Winkel an den fünf Knickstellen, die sich aus dem durch Messung ermittelten Zusammenhang zwischen Reflexionsfaktor und Knickwinkel eines nicht kompensierten H-Knickes ergeben, betragen in fortlaufender Reihenfolge  $9,3^\circ$ ,  $14,0^\circ$ ,  $14,0^\circ$ ,  $14,0^\circ$  und  $9,3^\circ$  mit einer Winkelsumme von  $60,6^\circ$ . Eine Verfeinerung dieser gestuften Hohlleiterkrümmer läßt sich dadurch erreichen, daß das Niveau aller Teilreflexionen mit Hilfe einer Abflachung reduziert ist, die in der Ebene der Tangente des der Knickstelle einbeschriebenen Kreises liegt (vgl. Fig. 9). Eine Verkürzung der Hohlleiterkrümmer ergibt

VPA 9/643/4002

609847/0583

sich bei einer niedrigeren Anzahl von Knickstellen. Beispielsweise sind die Aufteilungen in den Verhältnissen 1:3:3:1 und 1:2:1 gegenüber dem vorstehend beschriebenen Hohlleiterkrümmer um  $\lambda_H/4$  bzw. um  $\lambda_H/2$  kürzer. Wichtig ist dabei, daß die einzelnen Knickstellen einen Mindestabstand haben, andernfalls können zwei räumlich getrennte Knickstellen als ein konzentrierter Knick wirken und die angegebenen Kompensationen funktionieren nicht mehr.

Das dritte Element der Polarisationsweiche ist die fünfarmige Verzweigung (Orthogonalpolarisator OP), der für sich die folgenden grundsätzlichen Voraussetzungen für breitbandige Anpassung erfüllt: Die Summe der Leitungswellenwiderstände der beiden im Orthogonalpolarisator in Serie zu schaltenden Rechteckhohlleiter mit dem Seitenverhältnis  $b:a = 1:2$  stimmt mit dem Leitungswellenwiderstand des quadratischen oder runden Hohlleiters bei allen Frequenzen überein, da die Grenzfrequenzen der Rechteckhohlleiter und des quadratischen oder runden Hohlleiters gleich sind. Die zweite wichtige Voraussetzung für Breitbandanpassung des Orthogonalpolarisators ist, daß die  $E_{21}$ -Störresonanz, die im Mündungsbereich der vier Rechteckhohlleiter des Orthogonalpolarisators angeregt wird, im Nutzfrequenzbereich unschädlich gemacht wird. Dies erfolgt durch Trennbleche 20 zwischen den zusammenlaufenden vier Rechteckhohlleitern (vgl. Fig. 10, in der die fünfarmige Verzweigung in einem Querschnitt dargestellt ist), durch die der Resonanzraum der  $E_{21}$ -Störwelle so kurz wird, daß ihre Resonanz weit genug über der höchsten Nutzfrequenz liegt. Eine entscheidend günstige Wirkung auf die Lage der Störresonanz hat auch ein sich nach Fig. 10 axial an die Mündungsebene der vier Rechteckhohlleiter anschließender Metallzylinder 21, da dieser beim  $E_{21}$ -Störwellentyp überwiegend magnetische Feldenergie verdrängt und dementsprechend die Grenzfrequenz des Störwellentyps wesentlich erhöht, die Grenzfrequenz des  $H_{11}$ -Grundwellentyps in diesem Hohlleiterabschnitt jedoch in unerwünschter Weise senkt.

VPA 9/643/4002

809847/0583

Die Aufgabe der Anpassung des Orthogonalpolarisators besteht nun darin, die Reaktanzen zu kompensieren, die durch die Trennbleche und durch die Öffnungen der beiden Rechteckhohlleiter des jeweils entkoppelten Weichenkanals verursacht werden. Die Trennbleche bewirken, daß die Querschnitte aller vier Rechteckhohlleiter gemäß Fig. 11 von jeweils zwei Kanten her in Längsrichtung zunehmend abgerollt werden. Dadurch wird die Querinduktivität erniedrigt und entsprechend die Grenzfrequenz der vier Rechteckhohlleiter erhöht. Diese Wirkung kann durch einen mit fortschreitender Abflachung stärker werdenden, dielektrischen Keil 22 kompensiert werden (vgl. Fig. 10 und 11). Wegen der hohen Durchgangsleistung wäre es günstiger, die dielektrischen Keile in den vier Rechteckhohlleitern durch Keile aus Metall zu ersetzen, deren Einbau jedoch wegen der hohen Symmetrieforderungen schwierig ist. Nach der erfindungsgemäßen Ausgestaltung erfolgt diese Kompensation mit einer mechanisch günstigeren und zugleich elektrisch hoch belastbaren Ausführung in Form einer runden Metallscheibe 23, die an der äußeren Breitseite des jeweiligen Rechteckhohlleiters innen in der Nähe der Mündungsebene der vier Rechteckhohlleiter angeordnet ist (vgl. Fig. 1 und 12). Für einen Scheibendurchmesser  $D \approx \lambda_H/2$  tritt eine Anpassungsstelle auf. Die Steigung der mit sinkender Frequenz anwachsenden kapazitiven Wirkung wird von der Scheibenstärke  $s$  bestimmt. Die Scheiben 23 sind an ihrer Kontaktfläche leicht hinterdreht und erhalten Schraubenansätze, die in Längsschlitten geführt werden und mit denen die Kontaktflächen beim Abgleich am optimalen Ort gegen die Hohlleiterwand gepreßt werden können. Für eine hohe Polarisationsentkopplung ist es wichtig, die Scheiben paarweise symmetrisch einzustellen.

Die Wirkung der Hohlleiteröffnungen des jeweils entkoppelten Weichenkanals beruht darauf, daß die magnetischen Längsfelder aus den beiden Rechteckhohlleitern eines Weichenkanals um die Stirnflächen der vier Trennbleche herum in die beiden ent-

koppelten Rechteckhohlleiter übergreifen, und zwar in einem Hohlleiter jeweils von seinen zwei Schmalseiten her mit gegenphasigen magnetischen Feldkomponenten, die parallel zur Hohlleiterbreitseite liegen. Dies hat die unschädliche Anregung aperiodisch gedämpfter  $H_{20}$ -Felder in den bezüglich der  $H_{10}$ -Grundwelle entkoppelten Rechteckhohlleitern zur Folge. Die induktive Wirkung dieser Verzerrung des magnetischen Feldes wird mit der Kapazität des gemäß Fig. 10 axial angeordneten Metallzylinders 21 kompensiert, der sich auf der Weichenachse an die Trennbleche 20 anschließt.

Der axiale Metallzylinder 21 ist ferner in vorteilhafter Weise mit einer Innenbohrung versehen für eine kapazitive Längs-sonde 24 zur breitbandigen Auskopplung des  $E_{01}$ -Peilwellentyps, der in einem Funksystem zur Peilung eines Fernmeldesatelliten benötigt wird. Diese Sonde, die koaxial in den Rundhohlleiter am Weichenausgang hineinragt, hat im Ausführungsbeispiel einen Durchmesser von 0,85 mm und eine Länge von 8 mm. Sie beeinflusst die Anpassung der  $H_{11}$ -Welle, von der sie vollständig entkoppelt ist, nicht meßbar, solange der koaxiale Außenleiter nicht nennenswert in den Rundhohlleiter hineinragt.

Wesentliche Verbesserungen bezüglich größerer Bandbreiten, z. B. der 4/6 GHz-Satellitenfunkbereiche, ergeben sich, wenn der Rundhohlleiter am Weichenausgang gemäß Fig. 14 mit einem koaxialen Innenleiter 25 versehen wird. Dadurch wird der Leitungswellenwiderstand der  $H_{11}$ -Welle erniedrigt, ohne ihre Leitungsverluste nennenswert zu erhöhen. Demzufolge können die vier Rechteckhohlleiter des Orthogonalpolarisators niedriger gemacht werden, wodurch der in den Hohlleiterserienverzweigungen reflexionsarm zu überbrückende Leitungswellenwiderstandssprung niedriger wird. Durch die niedrigeren Rechteckhohlleiter des Orthogonalpolarisators wird außerdem der Resonanzraum der  $E_{21}$ -Störwelle wesentlich verkleinert. Diese Wirkung wird dadurch verstärkt, daß auch der Durchmesser des koaxialen Rundhohlleiters gegenüber demjenigen des leeren Rundhohlleiters bei gleicher Grenzfrequenz kleiner ist. Zudem

wird die Grenzfrequenz des  $E_{21}$ -Störwellentyps bei gleichbleibender  $H_{11}$ -Grenzfrequenz durch den koaxialen Innenleiter wesentlich erhöht und damit auch ihre Resonanz.

Die Anwendung eines koaxialen Innenleiters ist besonders dann angebracht, wenn das beschriebene Weichenprinzip in breiten Frequenzbändern - etwa in den 4/6 GHz-Frequenzbereichen des Satellitenfunks - angewendet werden soll. Andererseits ist es auch möglich, daß in den 11/14 GHz-Frequenzbereichen die Trennbleche des Orthogonalpolarisators durch den mechanisch sehr einfachen, koaxialen Innenleiter ersetzt werden können mit einer entsprechenden Senkung der Herstellungskosten.

Der Übergang des Rundhohlleiters mit Innenleiter in den leeren Rundhohlleiter ist in einfacher Weise bis zur Grenzfrequenz der  $E_{11}$ -Welle im leeren Rundhohlleiter reflexionsarm und ohne Anregung von Störwellentypen möglich. Der Innenraum des koaxialen Innenleiters läßt sich in vorteilhafter Weise auch dazu ausnutzen, um dort Auskoppelinrichtungen für einen zweiten Peilwellentyp unterzubringen, mit dem der oben erläuterte  $E_{01}$ -Peilwellenkoppler zum vollständigen Peilsystem für Nachrichtensatelliten ergänzt wird.

Wie Untersuchungen im Rahmen der Erfindung gezeigt haben, nimmt bei gleichen Breitseiten  $a$  der geraden Hohlleiterstücke 12, 13 und der gestuften Hohlleiterkrümmer 14, 15 die elektrische Länge der Hohlleiterkrümmer mit wachsender Frequenz schneller zu als die elektrische Länge des geraden Hohlleiterstückes. Aus einem Vergleich der elektrischen Längen gerader Hohlleiter mit unterschiedlichen Breitseiten  $a$  ergibt sich, daß die gestuften Hohlleiterkrümmer den gleichen Phasengang aufweisen, wie ein gerader Hohlleiter mit reduzierter Breitseite  $a$ . Es gibt daher zwei Möglichkeiten, die unterschiedlichen Frequenzgänge der elektrischen Längen bei geraden Hohlleitern und Hohlleiterkrümmern einander anzugleichen, nämlich entweder die Breitseite des geraden Hohlleiters so auf  $a$

VPA 9/643/4002

609847/0583

zu reduzieren oder die Breitseite des Hohlleiterkrümmers auf  $a_+$  zu erhöhen, bis sich ihre elektrischen Längen nur noch um frequenzunabhängige Beträge unterscheiden. In besonders einfacher Weise läßt sich der optimale Phasengleichlauf zwischen den Hohlleiterkrümmern und den geraden Hohlleiterstücken dadurch erreichen, daß die Breitseite des Krümmerhohlleiters in passender Weise auf  $a_+$  erhöht wird. Dabei wirken an der Phasenentzerrung auch die aus konstruktiven Gründen notwendigen Anschlußleitungen des Krümmers mit. Die Breitseitenkorrektur  $\Delta a$  wird dadurch im Verhältnis der Länge der eigentlich gekrümmten Strecke zur gesamten Krümmerlänge (mit Anschlußleitungen) geringer. Da die Krümmerhohlleiter hierzu nur sehr wenig (ca. 0,5 %) zu verbreitern sind, treten keine nennenswerten Reflexionen an den Übergangsstellen auf. Falls es erforderlich sein sollte, können die Leitungswellenwiderstände beider Hohlleiter einander dadurch angeglichen werden, daß beim Krümmerhohlleiter auch seine Höhe um den gleichen Prozentsatz angehoben wird wie seine Breitseite.

10 Patentansprüche

14 Figuren



Patentansprüche  
=====

1. Polarisationsweiche für Einrichtungen der Höchsthäufigkeitstechnik, insbesondere für Antennenspeisesysteme, z. B. im Richt- und Satellitenfunk mit Hohlleiterabschnitten rechteckigen und/oder runden Querschnitts, g e k e n n - z e i c h n e t durch eine fünfarmige Verzweigung (Orthogonalpolarisator) mit einem in der Längsachse der Anordnung liegenden Arm zum Anschluß eines weiterführenden Hohlleiters runden oder quadratischen Querschnitts und vier gleichartig ausgebildeten Teilarmen rechteckigen Querschnitts mit einem Seitenverhältnis  $b : a$  wenigstens annähernd  $1 : 2$ , die um jeweils  $90^\circ$  gegeneinander gedreht angeordnet sind und unter jeweils gleichem Winkel gegenüber der Längsachse der Anordnung, in entgegengesetzter Richtung zum ersten Arm, verlaufen und von denen die beiden einander jeweils gegenüberliegenden Teilarme über untereinander gleiche gerade Rechteckhohlleiterstücke einerseits und über untereinander gleiche, über die Schmalseite geknickte Hohlleiterkrümmer gleicher elektrischer Länge wie die geraden Rechteckhohlleiterstücke andererseits mit den Teilarmen jeweils einer von zwei gleichartig ausgebildeten Serienverzweigungen verbunden sind.
2. Polarisationsweiche nach Anspruch 1, dadurch g e k e n n - z e i c h n e t , daß im Orthogonalpolarisator im Schnittbereich der Teilarme in jeweils diagonaler Lage zueinander Trennbleche angeordnet sind, die eine Anhebung der  $E_{21}$ -Störwellenresonanz über den oberen Nutzfrequenzbereich hinaus bewirken.
3. Polarisationsweiche nach Anspruch 1 oder 2, dadurch g e k e n n z e i c h n e t , daß die rechteckigen Teilhohlleiter (Arme) des Orthogonalpolarisators als Steghohlleiter mit verbreitertem Eindeutigkeitsbereich ausgebildet sind.

4. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Hohlleiterkrümmer extrem reflexionsarm, z. B. stufenförmig, ausgebildet sind.
5. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Breitseiten des Hohlleiterkrümmers gegenüber den Breitseiten des korrespondierenden geraden Rechteckhohlleiterstückes mit definiertem Maß geringfügig vergrößert sind.
6. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Teilarme der Serienverzweigungen mit halbiertem Seitenverhältnis aus mehrstufigen, hintereinander geschalteten und teilweise ineinandergeschobenen Transformatoren bestehen.
7. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß jede der beiden Serienverzweigungen eine im Verzweigungsbereich angeordnete, in der Längsachse der Anordnung liegende kapazitive Sonde enthält.
8. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß an der Innenseite der äußeren Wandung der Teilarme der fünfarmigen Verzweigung in der Nähe der gemeinsamen Querschnittsebene jeweils eine in Längsrichtung justierbare runde Metallscheibe mit einem Durchmesser  $D \approx \frac{\lambda_H}{2}$  angeordnet ist.
9. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß im Knotenpunkt der Teilarme der fünfarmigen Verzweigung ein

Metallzylinder axial angeordnet ist, der eine Innenbohrung für eine kapazitive Längssonde oder/und andere wellentypenselektive Koppereinrichtungen für anderweitig nutzbare höhere Wellentypen aufweist.

10. Polarisationsweiche nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein sich dem Arm des fünfarmigen Verzweigers anschließender Rundhohlleiter mit einem koaxialen Innenleiter versehen ist, dessen Innenraum ebensolche Koppereinrichtungen enthält wie der Metallzylinder.

✓ Fig.1

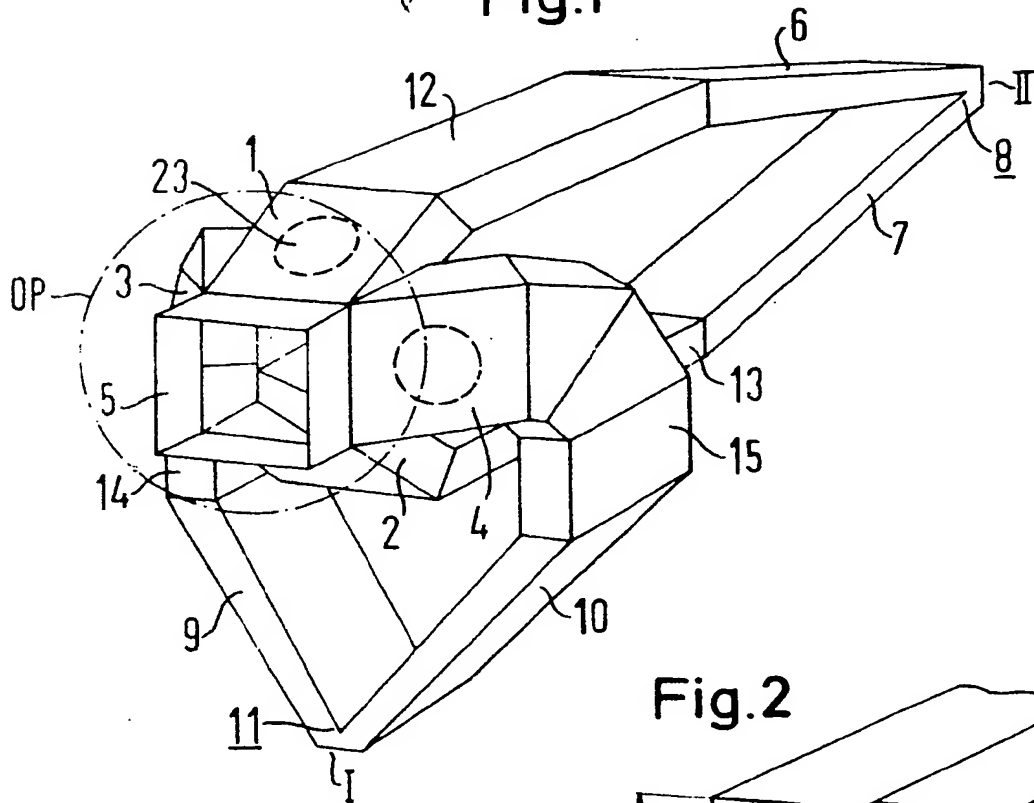


Fig.2

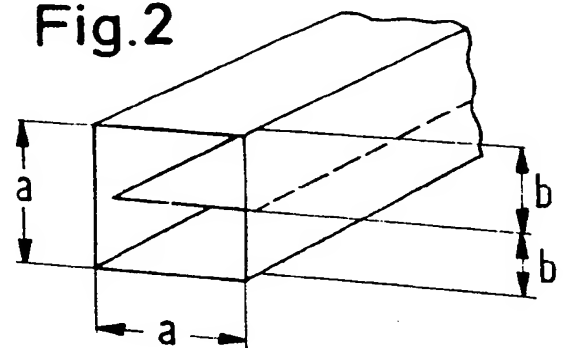


Fig.3

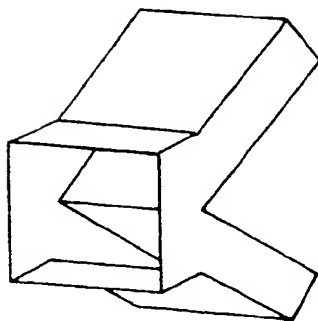
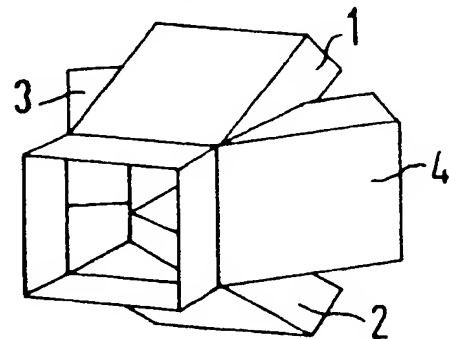


Fig.4



- 49 -

Fig. 5

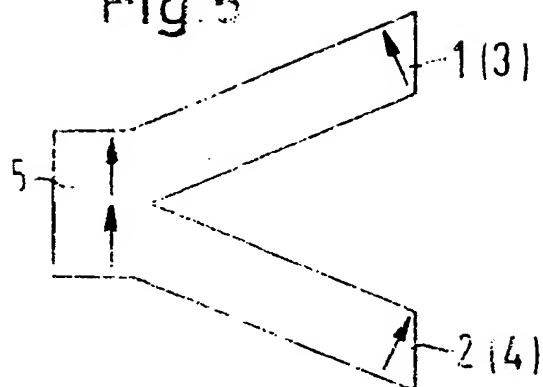


Fig. 6

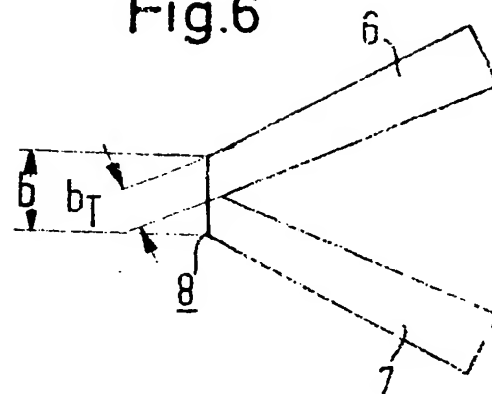


Fig. 7

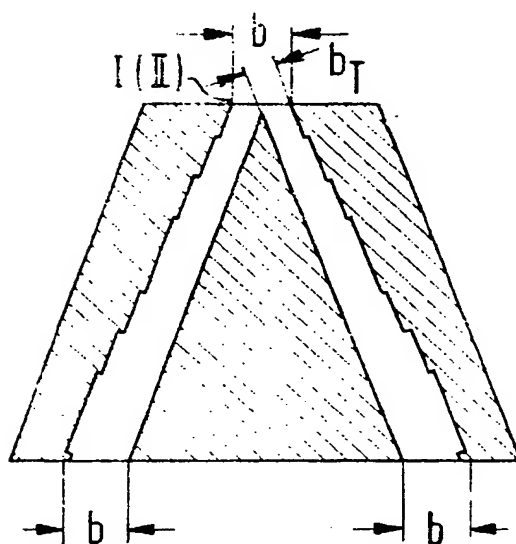


Fig. 8

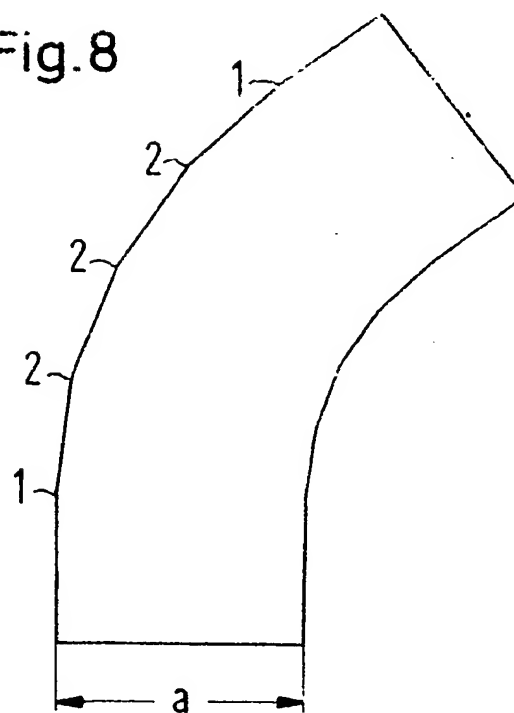


Fig. 9



